

Гоце Стефанов
Василија Шарац
Дејан Милчевски
Електротехнички факултет - Радовиш
Љупчо Карадинов
ФЕИТ - Скопје

Анализа на преодниот период на прекинувачите кај Н – топологија на сериски резонантен конвертор при работа со уред за индукционо загревање

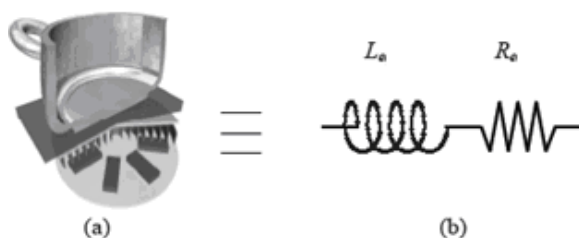
КУСА СОДРЖИНА

Во трудот се дадени истражувањата за работата на прекинувачите кај топологија на сериски резонантен конвертор со IGBT транзистори, со посебен акцент на нивните преодни периоди. Анализирана е работата на Н – мост сериски резонантен конвертер во режим на уред за индукционо загревање. Конверторот работи со прекинувачка фреквенција над резонантната фреквенција и подржува работа на прекинувачите со Нулто напонско вклучување, (ZVS). Анализиран е ефектот од работата на прекинувачите врз загубите на моќност поради прекинување. Користени се компјутерски симулации во PowerSim и SemiSiел програм. Резултатите од трудот се имплементирани во еден практично реализиран конвертор во режим на уред за индукционо загревање.

Клучни зборови: Н – мост, преоден период, резонантен конвертор

1 ВОВЕД

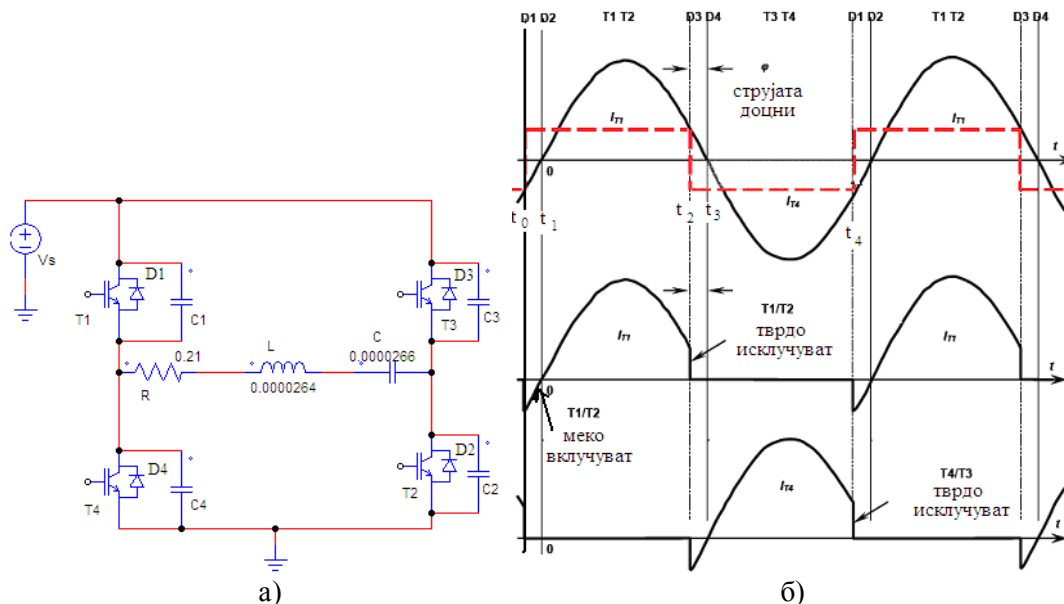
Топологија на Н – мост сериски резонантен конвертор со IGBT транзистори како прекинувачи најчесто се користи во апликации на уреди за индукционо загревање. Индукциониот уред (лонецот со материјалот кој се загрева) се моделира со отпорничко индуктивна врска, слика 1.



Слика 1 а) уред за индукционо загревање лонец – индуктор, б) L-R еквивалентно коло

Процесот на индукционо загревање на метални материјали е динамички, временски и просторно променлив, [1]. Променливата динамика на материјалот кој се загрева по пат на индукција се рефлектира со промена на неговите електрични (ρ – специфичен отпор) и магнетни (μ_r – релативна магнетна пермеабилност) карактеристики. Промената на специфичниот отпор и магнетната пермеабилност предизвикува промена на отпорноста и индуктивноста на резонантното коло, [2], [3]. Поради овие причини резонантните конвертори се посебно погодни за управување со вакви променливи оптоварувања. Промената на $L - R$

предизвикува енергетскиот конвертор да излезе од дефинираната работна точка одредена со фреквенцијата на прекинување и ефективната вредност на излезниот напон и струја на излез од конверторот. Кај сериски резонантен конвертор максимална моќност се развива на резонантна фреквенција. Излегувањето на конверторот од резонанција предизвикува тој да работи со редуцирана излезна моќност. За одржување на работа на конверторот со константна излезна моќност постојат методи со директна фреквентна контрола и индиректна фреквентна контрола (фазна контрола). На сликата 2 е дадена топологија на H – мост сериски резонантен конвертер и брановите форми на напонот и струјата на излезот од конверторот како и брановата форма на струјата низ транзисторите, [4].



Слика 2 H – конвертер: а) електрична шема и б) бранови форми

Анализираме состојба кога конверторот работи на прекинувачка фреквенција над резонантната фреквенција $f_0=6000\text{Hz}$. При работа на конверторот на фреквенција над резонантната, импедансата во колото е индуктивна и излезната струја касни зад излезниот напон. При овие услови конверторот подржува работа на прекинувачите со нулто напонско вклучување, интервал t_0-t_1 и t_2-t_3 . Односно транзисторите T_1 и T_2 вклучуваат при вклучени диоди D_1 и D_2 , а транзисторите T_3 и T_4 вклучуваат при вклучени диоди D_3 и D_4 . Работата на конвертерот во услови на нулто напонско вклучување на полупроводничките прекинувачи ја намалува загубата на моќност поради прекинување. Струјата во колото е дефинирана со диференцијалната равенка:

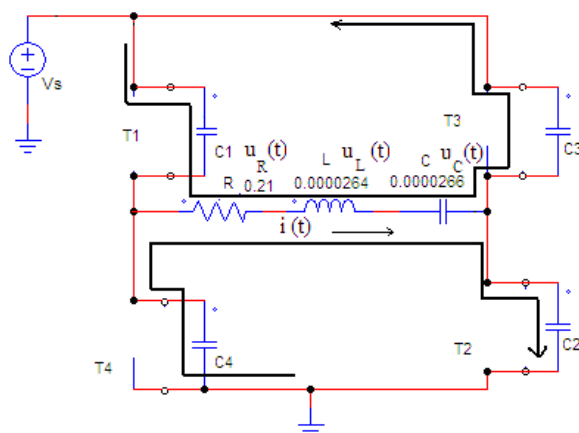
$$\frac{di(t)}{dt} + \frac{R}{L}i(t) + \frac{q(t)}{CL} = \frac{V_s - V_{D(T)}}{L} \quad (1)$$

каде $q(t)$ е полнежот на кондензаторот, V_s е напонот на DC линкот, $V_{D(T)}$ е напонот на IGBT прекинувачот, диода или транзистор, а $R=0.21\Omega$, $L=26.4\mu\text{H}$ и $C=26.6\mu\text{F}$ се вредности за елементите на колото за еден конкретен уред за индукционо загревање наменет за термичка обработка на бакар со маса 6кг. Во понатамошното излагање ќе се задржиме на анализа на колото во транзиентниот период.

2 АНАЛИЗА НА ПРЕОДНИОТ ПЕРИОД НА ПРЕКИНУВАЧИТЕ КАЈ H – ТОПОЛОГИЈА НА СЕРИСКИ РЕЗОНАНТЕН КОНВЕРТОР

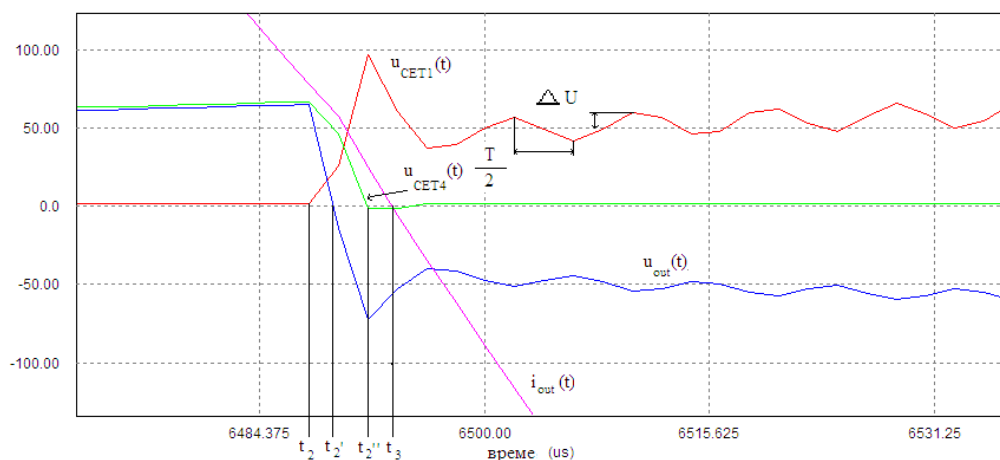
Го анализираме преминот на прекинувачите од проводна во непроводна состојба и обратно. На почетокот на временските интервали $t_0 - t_1$ и $t_2 - t_3$ се има транзиентен премин. Транзисторите T_1 , T_2 , односно T_3 , T_4 иако имаат побудни импулси на гејтовите се уште не се вклучени. За согледување што се случува во овие преодни периоди го разгледуваме интервалот t_2-t_3 . На почеток на овој интервал транзисторите T_1 , T_2 се исклучуваат, а транзисторите T_3 , T_4 се

уште не се вклучени. Конфигурацијата на H – мост сериски резонантен конвертор се сведува на колото дадено на сликата 3, [5]. Во оваа состојба значајна улога во работата на конверторот имаат кондензаторите приклучени паралелно на транзисторските модули, т.н. снабер кондензатори. На почеток на интервалот кондензаторите C_1 , C_2 се празни, а кондензаторите C_3 , C_4 се полни.



Слика 3 Конфигурација на конверторот во транзиентниот период на почеток на интервалот t_2 - t_3

Бидејќи транзисторот T_1 исклучува кога низ него тече некоја струја се јавува пик и осцилации на напонот V_{CE} , слика 4. Причина за овој пик на напонот се паразитните индуктивности на DC линкот, спојните места, како и паразитната индуктивност на транзисторот. Овој пик може да е поголем од максималниот напон на IGBT модулот во исклучена состојба и може да го оштети транзисторскиот модул.



Слика 4 Бранови форми на напоните и струјата во конверторот во моментот на исклучување на транзисторот T_1

За да се обезбеди правилна работа на IGBT прекинувачите во конверторот се преземат одредени мерки. Прва мерка која се презема за да се намали овој пик на напонот е да се постигне мала индуктивност на напонот на DC линкот, [6]. Тоа се постига со тоа што меѓу позитивниот и негативниот приклучок на DC линкот се прави т.н. сендвич плоча од проводен материјал со изолација меѓу нив. Кондензаторите на напонот на DC линкот се поставуваат на оваа плоча. Сендвич плочата се вградува што е можно поблиску на самите IGBT модули. Односно на нив, слика 5, [6].



Слика 5 Сандвич плоча на IGBT

Втора мерка која се презема за елеминирање на паразитните индуктенси, а со тоа и на пикот на напонот е инсталирање на снабер кондензатори паралелно на IGBT модулите. Вредноста на овие кондензатори се одредува од равенките:

$$\Delta V \leq \sqrt{\frac{L_{DC-link} i_c^2}{C_{snubber}}} \quad (2)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{DC-link} C_{snubber}}} \quad (3)$$

Каде f е фреквенцијата на осцилациите на напонот на модулот после исклучувањето и се движи од 100kHz до 1MHz, а $L_{DC-link}$ е паразитната индуктивност на DC линкот. Од горните две равенки се добива дека вредноста на снабер кондензаторот е:

$$C_{snubber} \leq \frac{i_c}{2\pi f \Delta V}, \quad [6] \quad (4)$$

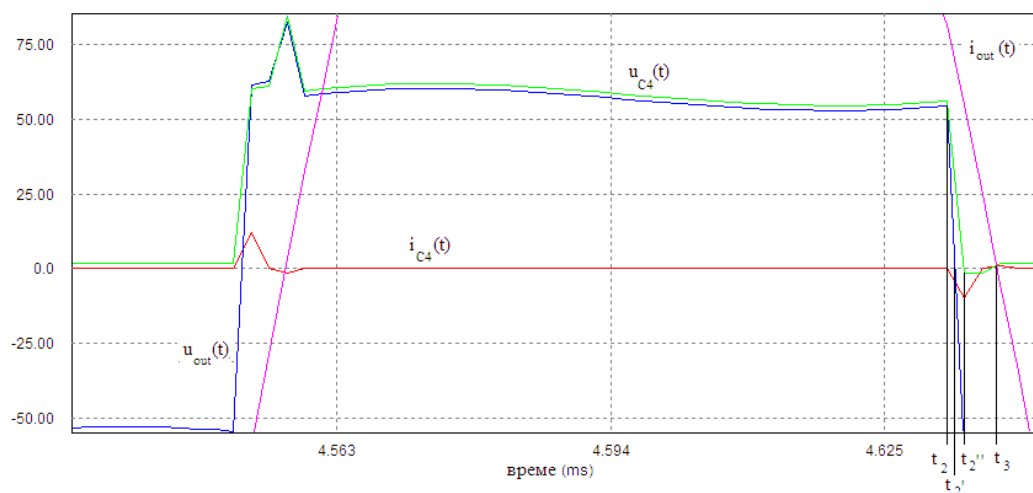
За топологијата на конвертор со вредности на елементите од сликата 3 и слика 4 се добива дека вредноста на величините врз основа на кои се одредува снабер кондензаторот е дадена во табелата 1.

Табела 1 Вредности на величини за одредување на снабер кондензаторот

	Δ	f	$C_{snubber}$
6,25	2.64	22.5	<0.68

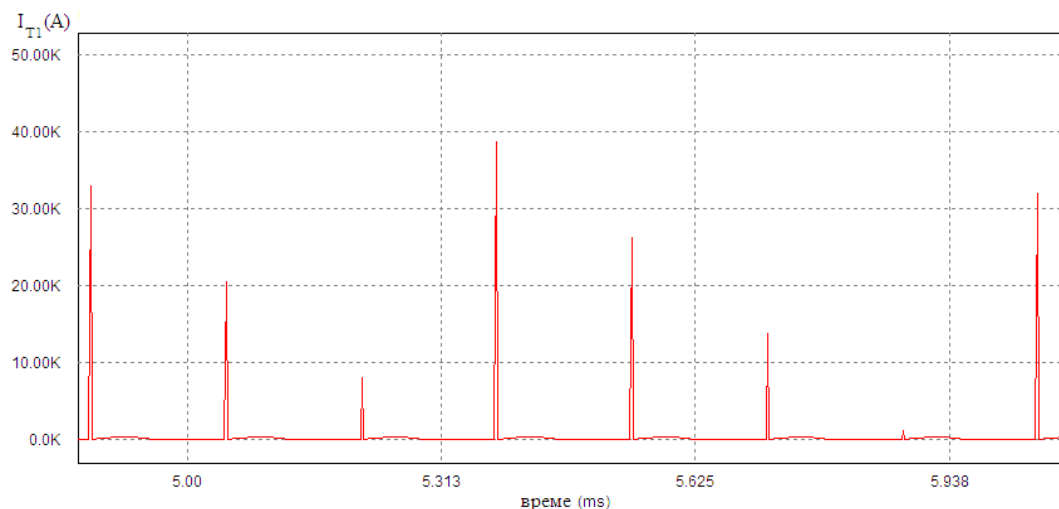
Друга важна работа која е одредена од изборот на снабер кондензаторот е неговата вредност да биде таква да овозможи вклучувањето на транзисторите (на сликата 4 транзисторот T_4) да се врши само кога снабер кондензаторот се испразнил така да се вклучила диодата D_4 , момент t_2'' , пред да се вклучи транзисторот T_4 , момент t_3 . Така правилниот избор на вредноста на снабер кондензаторот овозможува вклучувањето на транзисторите да биде при нула напон, (ZVS). Исто така важно е да се забележи дека кога транзисторот прекинува, струјата комутира на снабер кондензаторот. Тоа доведува до позитивен струен импулс на струјата низ снајбер кондензаторот, слика 6. Кога диодата исклучува reverse recovery струјата се префрла на

кондензаторот. Имено во моментот t_2'' диодата D_4 е вклучена и струјата тече во еден правец во моментот t_3 се вклучува транзисторот T_4 и струјата го менува правецот (reverse). Ова дава негативен пик на струјата низ снабер кондензаторот во овој момент (t_2'').



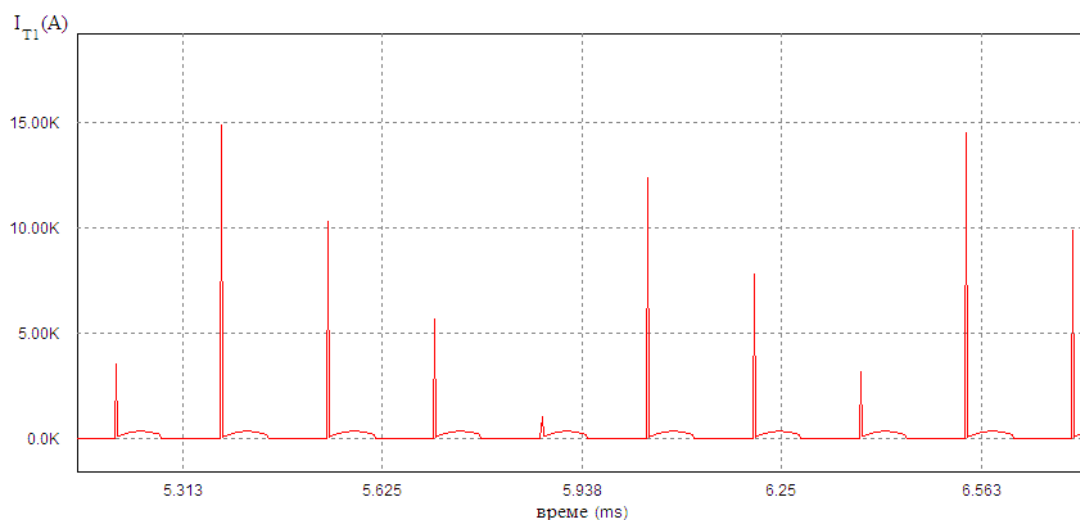
Слика 6 Комутација на струјата низ снајбер кондензаторот поради исклучување на транзисторот и диодата

На сликата 7 е дадена брановата форма на струјата низ еден IGBT во моментот на вклучување на транзисторот во H – мостот, при $V_s = 60\text{VDC}$ напон на DC линкот со истото R – L – C оптоварување како горе, а без снабер кондензатор.



Слика 7 Бранова форма на струјата низ еден прекинувач без снабер кондензатор

На сликата 8 е дадена брановата форма на струјата низ еден IGBT во моментот на вклучување на транзисторот во H – мостот, при $V_s = 60\text{VDC}$ напон на DC линкот со истото R – L – C оптоварување како горе, а со снабер кондензатори со вредност $0.2\mu\text{F}$.



Слика 8 Бранова форма на струјата низ еден прекинувач со снабер кондензатор

Во табелата 2 се дадени полупроводничкото оптоварување и загубите на моќност за прекинувачите во мостот добиени во Semisiel програм, [7]. Симулаците се правени со IGBT модул SKM195GB066 производ на Семикрон.

Табела 2 Полупроводничко оптоварување и прекинувачки загуби на моќност на IGBT

$U_{CE}(t)$ (V)		$i_c(t)$ (A)		P_{Tz} (W)		P_{Tsw} (W)	
мах	средна вредност	мах	средна вредност	мах	средна вредност	мах	средна вредност
62	35	330	104	800	195	750	10

Во табелата 2 величините се:

- U_{CE} напон колектор емитер на еден транзистор, i_c колекторска струја на транзистор, P_{Tz} се загуби на моќност на еден IGBT модул (загуби на моќност поради прекинување и загуби во проводна состојба.
- Вкупните загуби на моќност на четирите IGBT модули во H – мостот се $4 \times 195 = 780W$.
- P_{Tsw} се загуби поради прекинување на еден IGBT модул

2.1 Анализа на резултатите

Работата на H – мост IGBT сериски резонантен конвертор со прекинувачка фреквенција над резонантната фреквенција овозможува вклучувањето на прекинувачите да се врши во услови на нулто напонско прекинување. Тоа ги елиминира загубите на моќност поради прекинување. Но прекинувачкиот режим на работа на прекинувачите генерира импулси на напонот и струјата на прекинувачите. Овие импулси се посебно изразени за време на транзиентниот период, т.е. кога се врши префрлање на прекинувачот од една во друга состојба. Тоа го зголемува полупроводничкото оптоварување на кое се изложени прекинувачите. Намалување на пиковите на струјата и напонот на прекинувачите се врши со поврзување на снабер кондензатори паралелно на IGBT модулите. Правилниот избор на снаберските кондензатори не само што го намалува полупроводничкото оптоварување туку и овозможува вклучување на транзисторот при нула напон и комутација на струјата од транзисторот на кондензаторот при исклучување на транзисторот. Значајно намалување на влијанието на индуктивноста на водовите и DC линкот се постига со постапката на кратки врски меѓу драјвер колото и IGBT модулите како и воведување на т.н. сендвич плоча. За поголеми прекинувачки фреквенции се практикува воведување на оптичка врска меѓу контролното коло и драјвер колото. Драјвер колото служи за спрега на сигналите меѓу контролната електроника и IGBT модулите, [8].

2.2 Експериментални резултати

Постапките за намалување на пиковите на напоните и струите кај прекинувачите во еден H – мост IGBT сериски резонантен конвертор врз основа на резултатите добиени горе се искористени за дизајн на прототип на енергетски резонантен конвертор во режим на уред за индукционо загревање на метални материјали. Услови под кои работи резонантниот конвертор се: $V_s=60\text{VDC}$ напон на DC линкот, $P_{\text{outmax}}=13\text{kW}$ максимална излезна моќност, $f_0=6000\text{Hz}$ резонантна фреквенција, $f_{\text{sw}}=6150\text{Hz}$ прекинувачка фреквенција, снабер кондензатори со вредност $0.2\mu\text{F}$, уред за индукционо загревање со максимален капацитет бкг. бакар. Во табелата 3 се дадени податоци за параметрите на реализираниот резонантен конвертор добиени со мерење.

Табела 3 Загуби на моќност во практично реализиран конвертор во режим на уред за индукционо загревање добиени со мерење

I_{DClink} (A)	U_{DClink} (V)	P_{DC} (kW)	I_{outrms} (A)	U_{outrms} (V)	$S_{\text{out}} \approx P_{\text{out}}$ (kVA)	η_{conv} (%)
220	60	13.2	225	55	12.38	93

Во табелата 3 величините се:

- $P_{DC} = I_{DClink} U_{DClink}$ влезна моќност на конверторот.
- $S_{\text{out}} \approx P_{\text{out}} = I_{\text{outrms}} U_{\text{outrms}}$ е привидна излезна моќност на конверторот. Бидејќи конверторот работи на резонанција оваа моќност е блиска до активната моќност.
- $P_{DC} - P_{\text{out}} = 820\text{W}$ се загубите на моќност на конверторот.
- $\frac{P_{\text{out}}}{P_{DC}} = \eta_{\text{conv}} = 93.8\%$ е ефикасноста на конверторот.

На сликата 9 е даден реализираниот прототип на резонантен преобразувач во режим на уред за индукционо загревање.



Слика 9 Прототип на резонантен конвертор

3 ЗАКЛУЧОК

Во трудот се дадени постапките кои се преземат при дизајнирање на резонантен конвертор во режим на уред за индукционо загревање од аспект на намалување на влијанието на паразитните индуктивности, а се со цел на намалување на полупроводничкото оптоварување на прекинувачите и намалување на загубите на моќност на конверторот. Со користење на компјутерски симулации во PowerSim и SemiSiел програм е одредено влијанието на снабер кондензаторите во елеминирање на оптоварувањето на полупроводничките прекинувачи и

овозможувањето на нивно нулто напонско вклучување. Резултатите од трудот се применети во практична реализација на резонантен конвертор во режим на уред за индукционо загревање.

4 ЛИТЕРАТУРА

- [1] Totten G.E., *Steel Head Treatment*, Portland State University, Oregon USA, Second Edition 2006.
- [2] Stefanov G. Computer simulation on the topologies of resonant converters used in induction Cookers, *International Scientific Conference "CONFERENG 2009"* Tg-Jiu, Romania, November 13-14. 2009.
- [3] Stefanov G., Karadzinov L., Sarac V.: Numerical Based Simulation and Electromagnetic Field Calculation at Metal Induction Heating, *14th International IGTE Symposium 2010*, P1-13, 19.9.-22.9.2010, Graz, Austria.
- [4] Williams W. B., *Principles and Elements of Power Electronics*, University of Strathclyde, Glasgow, 2006.
- [5] Powersim 8.0.5, simulation program, www.powersim.com.
- [6] Semikron, *Application manual*, 2008.
- [7] SEMISEL Thermal calculator & simulator, www.semikron.com, semisel.semikron.com.
- [8] Stefanov G., Karadzinov L., Comu K.: Influence of control signals of the power converter operation, MIPRO 2010, Opatia, Croatia, 33 International Convention, pp.158-163, 24-28.05.2010.